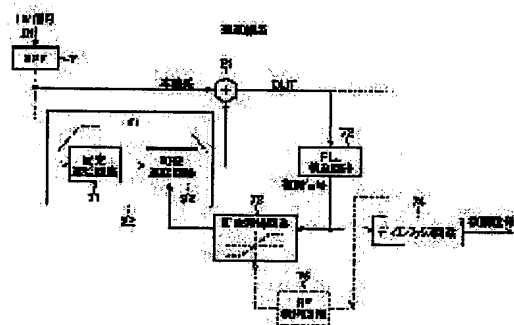


(11)Publication number : 10-190356
(43)Date of publication of application : 21.07.1998

(21)Application number : 08-342870 (71)Applicant : SONY CORP
(22)Date of filing : 24.12.1996 (72)Inventor : KANEKO MASAYASU

SOLUTION: FM signals inputted through a band-pass filter 71 are inputted to an adder 21 and inputted to the adder 21 after being delayed for prescribed time in a delay circuit 22. The adder 21 adds two inputs and outputs them to a PLL detection circuit 72. The delay time of the delay circuit 22 is set to the (n) fold of the cycle time t_c in the center frequency f_c of the FM signals. Thus, in the case of output of the adder 21, the FM signals with high correlation are turned to a double level. A variable gain circuit 73 limits the amplitude of demodulation signals outputted by the PLL detection circuit 72, supplies them to a variable delay circuit 32 and controls the variable delay time of the variable delay circuit 32.



| | |
|---|------------|
| [Date of request for examination] | 20.02.2003 |
| [Date of sending the examiner's decision of rejection] | 01.08.2006 |
| [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration] | |
| [Date of final disposal for application] | |
| [Patent number] | |
| [Date of registration] | |
| [Number of appeal against examiner's decision of rejection] | |
| [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] | |
| [Date of extinction of right] | |

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-190356

(43)公開日 平成10年(1998)7月21日

(51)Int.Cl.⁶ 識別記号
H 0 3 D 3/02
G 1 1 B 20/06
H 0 4 N 5/922

F I
H 0 3 D 3/02 A
G 1 1 B 20/06
H 0 4 N 5/92 A

審査請求 未請求 請求項の数9 O L (全 15 頁)

(21)出願番号 特願平8-342870

(22)出願日 平成8年(1996)12月24日

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)発明者 金子 雅保

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

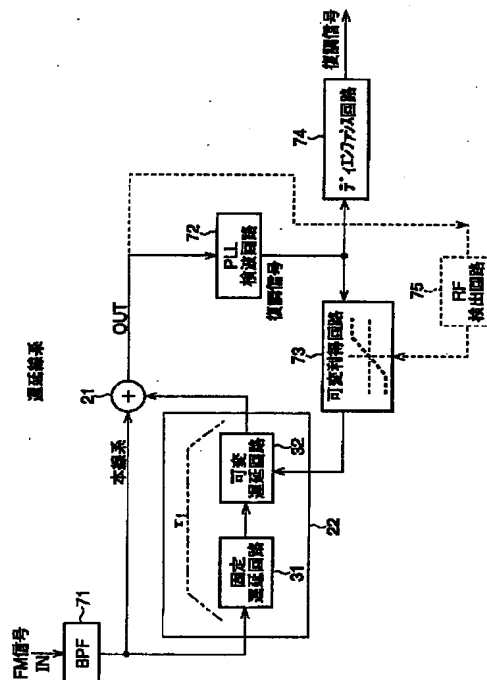
(74)代理人 弁理士 稲本 義雄

(54)【発明の名称】 FM復調装置および方法

(57)【要約】

【課題】 通過帯域を任意に変えて、S/Nの良好なFM復調処理を行う。

【解決手段】 バンドパスフィルタ71を介して入力されたFM信号を、加算器21に入力するとともに、遅延回路22で所定の時間だけ遅延させた後、加算器21に入力する。加算器21は、2つの入力を加算して、PLL検波回路72に出力する。遅延回路22の遅延時間は、FM信号の中心周波数 f_c において、 $n\tau_c$ に設定されている。これにより、加算器21の出力においては、相関の高いFM信号が2倍のレベルとなる。可変利得回路73は、PLL検波回路72の出力する復調信号の振幅を制限し、可変遅延回路32に供給し、可変遅延回路32の可変遅延時間を制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力されたFM信号を遅延する遅延手段と、
前記入力されたFM信号と、前記遅延手段により遅延されたFM信号を加算する加算手段と、
前記加算手段より出力された前記FM信号を復調する復調手段と、
前記復調手段の出力のレベルを制限し、制限したレベルに対応して前記遅延手段の遅延時間を制御する制限手段とを備えることを特徴とするFM復調装置。

【請求項2】 前記遅延手段の遅延時間は、前記加算手段の一方の入力と他方の入力の時間差が、前記FM信号の基本周期の整数倍となるように設定されていることを特徴とする請求項1に記載のFM復調装置。

【請求項3】 前記加算手段の出力するFM信号のキャリアのレベルを検出し、その検出結果に対応して、前記制限手段によるレベルの制限値を制御する検出手段をさらに備えることを特徴とする請求項1に記載のFM復調装置。

【請求項4】 前記遅延手段は、一定の遅延時間を与える固定遅延手段と、前記制限手段の出力に対応する可変の遅延時間を与える可変遅延手段とを備えることを特徴とする請求項1に記載のFM復調装置。

【請求項5】 入力されたFM信号を遅延する遅延ステップと、
前記入力されたFM信号と、前記遅延されたFM信号を加算する加算ステップと、
前記加算ステップで加算出力された前記FM信号を復調する復調ステップと、
前記復調ステップでの出力のレベルを制限し、制限したレベルに対応して前記遅延ステップの遅延時間を制御する制限ステップとを備えることを特徴とするFM復調方法。

【請求項6】 入力されたFM信号を遅延する遅延手段と、
前記入力されたFM信号と、前記遅延手段により遅延されたFM信号を加算する加算手段と、
前記加算手段より出力された前記FM信号を復調する復調手段とを備え、
前記遅延手段は、定遅延特性を有する第1の遅延手段と、単峰遅延特性を有する第2の遅延手段とを備えることを特徴とするFM復調装置。

【請求項7】 入力されたFM信号を遅延する遅延ステップと、
前記入力されたFM信号と、前記遅延されたFM信号を加算する加算ステップと、
前記加算された前記FM信号を復調する復調ステップとを備え、

前記遅延ステップでは、

前記入力されたFM信号を、定遅延特性で遅延するとともに、単峰遅延特性で遅延することを特徴とするFM復調方法。

【請求項8】 入力されたFM信号を遅延する遅延手段と、

前記入力されたFM信号と、前記遅延手段により遅延されたFM信号を加算する加算手段と、

10 前記加算手段より出力された前記FM信号を復調する復調手段とを備え、

前記遅延手段は、

前記入力されたFM信号の第1の周波数帯域を抽出する第1の抽出手段と、

前記入力されたFM信号、または前記第1の抽出手段の出力するFM信号から第2の周波数帯域を抽出する第2の抽出手段とを備え、

前記第1の抽出手段と第2の抽出手段の一方は、前記遅延手段として機能することを特徴とするFM復調装置。

【請求項9】 入力されたFM信号を遅延する遅延ステップと、

前記入力されたFM信号と、前記遅延ステップにより遅延されたFM信号を加算する加算ステップと、

前記加算ステップで加算された前記FM信号を復調する復調ステップとを備え、

前記遅延ステップでは、

前記入力されたFM信号の第1の周波数帯域を抽出する第1の抽出ステップと、

前記入力されたFM信号、または前記第1の抽出ステップで抽出されたFM信号から第2の周波数帯域を抽出する第2の抽出ステップとを備え、

40 前記第1の抽出ステップと第2の抽出ステップの一方の抽出による遅延を、前記遅延ステップにおける遅延としても利用することを特徴とするFM復調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、FM復調装置および方法に関し、例えば磁気テープに記録されているオーディオFM信号を輝度FM信号から分離して復調する場合に用いて好適なFM復調装置および方法に関する。

40 【0002】

【従来の技術】S/Nの良さ、外部雑音や妨害に対する強さといった特徴から、FM信号は、放送通信、ビデオテープへの記録など、多くの分野において用いられている。これらの特徴は、その専有帯域幅が広いことからもたらされるものである。換言すれば、FM信号を復調するには、最高変調周波数をPmaxとし、最大周波数偏移を Δw とすると、所要帯域の信号を抽出するのに、2

($\Delta w + Pmax$)の帯域幅(広帯域幅)のフィルタが必要となる。その結果、信号が微弱になると、妨害波の影響を受け易くなり、その瞬時振幅が信号の振幅を超える

と、大きな位相変調を受け、FM復調信号中に、急激に大きな雑音が発生される。

【0003】すなわち、雑音電力の周波数分布は、伝送帯域内で平坦な特性を有するので、雑音は、キャリアに対して雑音の各周波数成分で変調した変調指数が低いPM波の側波帯とみなすことができる。従って、FM信号を復調すると、その検波出力には、周波数に比例した、いわゆる三角ノイズが発生する。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】図22は、伝送帯域内における希望波と妨害波の関係を表している。図22

(A)に示すように、実線で示す希望波に対して、一点鎖線で示す妨害波がベクトル的に合成されると、破線で示す合成波が生成される。この合成波は、妨害波が合成されることで、 ϕ の位相変動を受けることになる。図22(B)に示すように、希望波のレベルが小さくなると、位相変動 ϕ が大きくなり、図22(C)に示すように、希望波のレベルがさらに小さくなると、位相変動 ϕ は、さらに大きくなる。

【0005】また、妨害波と希望波の各周波数の差の周期で、キャリアのレベルが小さくなる（場合によっては、無くなる）ため、FM復調出力は、この周期で非常に大きな雑音妨害を受けることになる。希望波のレベルがさらに小さくなると、キャリアの位相情報は、妨害波が支配することになる。これを数式で示すと、次のようになる。

【0006】すなわち、いま、希望波（便宜上、無変調とする）を $A \cos w_c t$ とし、妨害波を $B \cos w_c t$ とする。なお、 $\Delta w = w - w_c$ であり、 $\beta = B/A$ とする。

【0007】FM復調器の出力 $u(t)$ は、次式で表すことができる。

$$u(t) = w_c + \beta \Delta w (\cos \Delta w t + \beta) / (1 + 2\beta \cos \Delta w t + \beta^2)$$

【0008】合成波のレベルが最小となる $\cos \Delta w t = -1$ のとき、上記式は次のようになる。

$$u(t) = w_c + \beta \Delta w / (\beta - 1)$$

【0009】図22(C)に示すように、妨害波のレベルが希望波のレベルに近い場合、すなわち、

$$\beta = 1 + \epsilon \\ |\epsilon| \ll 1$$

の場合、そのときのFM復調器の出力 $u(t)_{\max}$ は、次のようになる。

$$u(t)_{\max} = w_c + \Delta w + \Delta w / \epsilon$$

【0010】妨害波の影響は、各周波数（離調周波数）およびレベル比に比例するが、図22(C)に示すように、妨害波などにより瞬時キャリアが無くなる場合には、上記式における $\Delta w / \epsilon$ の項の値が非常に大きくなり、復調出力を飽和するほどの波高値の雑音（著しく不快な受信音）が発生する。この現象は、通常、“音やぶれ”現象と言われている。

【0011】上記式から明らかなように、FM信号は、妨害信号のキャリア周波数からの離調が大きいほど（ Δw が大きいほど）、また、妨害信号と希望信号のレベルの差が小さいほど（ ϵ が小さいほど）、妨害信号の影響を受け易くなる。従って、帯域幅を広くして、所要帯域を抽出して、FM復調する場合ほど、弱電界では不利となる。

【0012】本発明は、このような状況に鑑みてなされたものであり、雑音による妨害を軽減するようにするのである。

【0013】

【課題を解決するための手段】請求項1に記載のFM復調装置は、入力されたFM信号を遅延する遅延手段と、入力されたFM信号と、遅延手段により遅延されたFM信号を加算する加算手段と、加算手段より出力されたFM信号を復調する復調手段と、復調手段の出力のレベルを制限し、制限したレベルに対応して遅延手段の遅延時間を制御する制限手段とを備えることを特徴とする。

【0014】請求項5に記載のFM復調方法は、入力されたFM信号を遅延する遅延ステップと、入力されたFM信号と、遅延されたFM信号を加算する加算ステップと、加算ステップで加算出力されたFM信号を復調する復調ステップと、復調ステップでの出力のレベルを制限し、制限したレベルに対応して遅延ステップの遅延時間を制御する制限ステップとを備えることを特徴とする。

【0015】請求項1に記載のFM復調装置および請求項5に記載のFM復調方法においては、入力されたFM信号と、遅延されたFM信号を加算した信号がFM復調される。FM復調出力のレベルが制限され、制限されたレベルに対応して遅延時間が制御される。

【0016】請求項6に記載のFM復調装置は、入力されたFM信号を遅延する遅延手段と、入力されたFM信号と、遅延手段により遅延されたFM信号を加算する加算手段と、加算手段より出力されたFM信号を復調する復調手段とを備え、遅延手段は、定遅延特性を有する第1の遅延手段と、単峰遅延特性を有する第2の遅延手段とを備えることを特徴とする。

【0017】請求項7に記載のFM復調方法は、入力されたFM信号を遅延する遅延ステップと、入力されたFM信号と、遅延されたFM信号を加算する加算ステップと、加算されたFM信号を復調する復調ステップとを備え、遅延ステップでは、入力されたFM信号を、定遅延特性で遅延するとともに、単峰遅延特性で遅延することを特徴とする。

【0018】請求項6に記載のFM復調装置および請求項7に記載のFM復調方法においては、FM信号が、定遅延特性で遅延されるとともに、単峰遅延特性でも遅延される。従って、所望の帯域のFM信号を抽出し、復調することができる。

【0019】請求項8に記載のFM復調装置は、入力さ

れたFM信号を遅延する遅延手段と、入力されたFM信号と、遅延手段により遅延されたFM信号を加算する加算手段と、加算手段より出力されたFM信号を復調する復調手段とを備え、遅延手段は、入力されたFM信号の第1の周波数帯域を抽出する第1の抽出手段と、入力されたFM信号、または第1の抽出手段の出力するFM信号から第2の周波数帯域を抽出する第2の抽出手段とを備え、第1の抽出手段と第2の抽出手段の一方は、遅延手段として機能することを特徴とする。

【0020】請求項9に記載のFM復調方法は、入力されたFM信号を遅延する遅延ステップと、入力されたFM信号と、遅延ステップにより遅延されたFM信号を加算する加算ステップと、加算ステップで加算されたFM信号を復調する復調ステップとを備え、遅延ステップでは、入力されたFM信号の第1の周波数帯域を抽出する第1の抽出ステップと、入力されたFM信号、または第1の抽出ステップで抽出されたFM信号から第2の周波数帯域を抽出する第2の抽出ステップとを備え、第1の抽出ステップと第2の抽出ステップの一方の抽出による遅延を、遅延ステップにおける遅延としても利用することを特徴とする。

【0021】請求項8に記載のFM復調装置および請求項9に記載のFM復調方法においては、FM信号から所定の帯域を抽出するのに必要な時間が、所定の遅延時間を得るための処理としても利用される。従って、構成を簡略化し、低コスト化することが可能となる。

【0022】

【発明の実施の形態】以下に本発明の実施の形態を説明するが、特許請求の範囲に記載の発明の各手段と以下の実施の形態との対応関係を明らかにするために、各手段の後の括弧内に、対応する実施の形態（但し一例）を付加して本発明の特徴を記述すると、次のようになる。但し勿論この記載は、各手段を記載したものに限定することを意味するものではない。

【0023】請求項1に記載のFM復調装置は、入力されたFM信号を遅延する遅延手段（例えば、図7の遅延回路22）と、入力されたFM信号と、遅延手段により遅延されたFM信号を加算する加算手段（例えば、図7の加算器21）と、加算手段より出力されたFM信号を復調する復調手段（例えば、図7のPLL検波回路72）と、復調手段の出力のレベルを制限し、制限したレベルに対応して遅延手段の遅延時間を制御する制限手段（例えば、図7の可変利得回路73）とを備えることを特徴とする。

【0024】請求項3に記載のFM復調装置は、加算手段の出力するFM信号のキャリアのレベルを検出し、その検出結果に対応して、制限手段によるレベルの制限値を制御する検出手段（例えば、図7のRF検出回路75）をさらに備えることを特徴とする。

【0025】請求項4に記載のFM復調装置は、遅延手

段は、一定の遅延時間を与える固定遅延手段（例えば、図7の固定遅延回路31）と、制限手段の出力に対応する可変の遅延時間を与える可変遅延手段（例えば、図7の可変遅延回路32）とを備えることを特徴とする。

【0026】請求項5に記載のFM復調装置は、入力されたFM信号の第1の周波数帯域を抽出する第1の抽出手段（例えば、図6の狭帯域フィルタ51）と、入力されたFM信号、または第1の抽出手段の出力するFM信号から第2の周波数帯域を抽出する第2の抽出手段（例えば、図6の広帯域フィルタ52）とを備え、第1の抽出手段と第2の抽出手段の一方は、遅延手段として機能することを特徴とする。

【0027】この発明においては、近接する周波数帯域の2つのFM信号を、その相関を利用して分離し、復調する。

【0028】図1は、所謂8mm方式のビデオカセットレコーダ（商標）の磁気テープ上に記録される信号のスペクトラムを表している。同図に示すように、最も高い周波数帯域には、輝度信号で、所定のキャリアを、周波数変調したFM輝度信号（YFM信号）が配置されている。FM輝度信号より低い743.444kHzのキャリアは、低域変換色度信号で振巾変調されている。低域変換色度信号よりさらに低い周波数には、4つの周波数のトラッキングパイロット信号（ATF信号）が配置されている。

【0029】さらにまた、FM輝度信号と低域変換色度信号の間には、1.5MHzのキャリアを、左（L）と右（R）のステレオ信号の和信号（L+R信号）で周波数変調したFMオーディオ信号（AFM信号）と、差信号（L-R信号）で1.7MHzのキャリアを周波数変調したFMオーディオ信号（AFM信号）が配置されている。

【0030】水平同期周期さらには垂直同期周期においては無相関のAFM信号も、例えば数μs以内の周期においては、比較的高い相関を有している。これに対して、この周期に相当するような輝度信号（YFM信号）の高域成分は、たまたまその画像が、その周期において相関を有するような特殊な場合を除いて、一般的には相関性は低い。従って、くし型フィルタに、相関性の高いAFM信号と相関性の低いYFM信号を含む磁気テープからの再生信号（周波数多重信号）を供給し、処理することで、相関性の低いYFM信号のレベルを抑圧し、相関性の高いAFM信号のレベルを大きくすることができる。

【0031】図2は、このような処理を行うくし型フィルタの構成例を表している。8mm方式のビデオカセットテープ20には、上述したように、図1に示すようなフォーマットで信号（周波数多重信号）が記録されている。このビデオカセットテープ20の再生信号は、端子Xからくし型フィルタに入力され、加算器21に供給さ

れる。また、端子Xより入力された信号の一部は、遅延回路22において、時間 τ （秒）だけ遅延された後、加算器21に供給される。加算器21は、端子Xより入力された遅延されていない信号と、遅延回路22により時間 τ だけ遅延された信号を加算し、端子Yから出力する。上述したように、ビデオカセットテープ20の再生信号にはAFM信号とYFM信号が含まれているが、遅延時間 τ を、AFM信号が十分な相関を有する時間に設*

$$\begin{aligned} \text{伝達関数 } G(w) &= y/x \\ &= 1 - e^{-jw\tau} \quad \dots (1) \end{aligned}$$

$$\text{振幅特性 } |G(w)| = 2 |\sin w\tau/2| \quad \dots (2)$$

【0033】ここで、図2のくし型フィルタで抽出されるFM信号の角周波数（抽出角周波数） w_c と遅延時間 τ の関係を求めると、 $|G(w_c)| = 1$ より、次のようになる。

$$w_c \cdot \tau / 2 = n\pi \quad \dots (3)$$

$$\tau = n\tau_c \quad \dots (4)$$

ここで、

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

である。また、抽出周波数を f_c とすると、次式が成立する。

$$2\pi f_c = w_c$$

$$\tau_c = 1/f_c$$

【0034】なお、加算器21の加算を、逆極性の信号を減算することで実行する場合は、

$$n = (2m+1)\tau_c/2$$

$$(m=0, 1, 2, \dots)$$

となる。

$$\begin{aligned} \tau_f &= 2n\pi/w_i = 2n\pi/w_c (1 + (\Delta w/w_c) \cdot \cos p t) \\ &\approx 2n\pi (1 - (\Delta w/w_c) \cdot \cos p t) / w_c \quad \dots (6) \end{aligned}$$

また、 $w_c = 2\pi f_c$ 、 $\Delta w = 2\pi \Delta f$ 、 $1/f_c = \tau_c$ であるから、(6)式は次のようになる。

$$\tau_f \approx n\tau_c (1 - (\Delta f/f_c) \cdot \cos p t)$$

$$\approx \tau - \tau_a \cdot \cos p t \quad \dots (7)$$

ここで $\tau_a = \tau \cdot (\Delta f/f_c) = \tau \cdot (\Delta w/w_c)$ である。

【0038】(5)式と(7)式を比較すると、角周波数 w_i と遅延時間 τ_f が対応しているのが判る。

【0039】(7)式を(4)式と比較すると明らかなように、相関を利用してFM信号を抽出するには、図3に示すように、遅延回路22を、固定遅延回路31と可変遅延回路32とに区分し、固定遅延回路31による固定遅延 τ に加えて、さらに、可変遅延回路32により、変調レベルに対応する復調レベルに比例する可変遅延を逆極性で施せば良いことが判る。いま、図3の遅延回路22に、仮に、 $e^{j(w_c(t-\tau) + \tau \cdot \Delta w \cdot \cos p t)}$ を入力すると、その出力は、

$$e^{j(w_c(t-\tau) + \tau \cdot \Delta w \cdot \cos p t)}$$

となり、遅延回路22では、

*定すれば、端子Yから出力される信号中のAFM信号のレベルを、YFM信号に較べて充分大きくすることができ。

【0032】いま、このくし型フィルタの入出力をそれぞれ x 、 y 、その伝達関数を $G(w)$ 、その振幅特性を $|G(w)|$ とすると、それぞれの値は、次式で表される。

※【0035】すなわち、非相関信号を抑圧し、相関信号を抽出するには、遅延回路22の遅延時間 τ は、抽出したい周波数 f_c の周期 τ_c の n 倍の遅延時間に設定する必要がある。これを抽出遅延時間 τ_f と呼ぶことにする。

【0036】次に、FM信号に対する抽出遅延時間について考察する。FM信号の瞬時角周波数を w_i 、変調信号を $a \cdot \cos p t$ 、比例定数を K_f とすると、次式が成立する。

$$\begin{aligned} w_i &= w_c + K_f \cdot a \cdot \cos p t \\ &= w_c + \Delta w \cdot \cos p t \quad \dots (5) \end{aligned}$$

ここで a は変調レベル、 p は変調角周波数である。 $\Delta w (= a \cdot K_f = 2\pi \Delta f)$ は角周波数偏位であり、変調レベル a に比例する。また、 Δf は周波数偏位である。

【0037】FM信号の抽出遅延時間 τ_f は、(3)式における w_c を、(5)式の w_i で置換することにより、また、 $\Delta w/w_c \ll 1$ であるから、次のように表される。

$$\tau \cdot \Delta w \cdot \cos p t$$

の位相変調が行われていることになる。換言すれば、このことは、FM信号を遅延時間 τ_f 秒後の相関性を利用して抽出するためには、図3に示すように、固定遅延回路31により時間 τ だけ遅延させるだけでなく、可変遅延回路32で

$$\tau \cdot \Delta w \cdot \cos p t$$

の位相変調を行う必要があることを示している。

【0040】次に、図4を参照して、加算器21と遅延回路22よりなるくし型フィルタによる妨害信号に対する改善効果をベクトルの的に説明する。図4において、入力されたFM信号が遅延回路22で遅延されると、その遅延時間は、 $n\tau_c$ であるから、希望波の位相は、本信号系における希望波の位相と同相となる。従って、加算器21の出力するFM信号の希望波は、本信号系の希望波のレベルと、遅延信号系の希望波のレベルとが加算されるため、元のレベルの2倍となる。

【0041】これに対して、遅延回路22で遅延された、相関を有しない妨害波の位相は、本信号系（遅延されていない信号系）に対して、 $\Delta w \tau_f$ だけ遅延され

る。妨害波は相関を有しないため、この位相は、本信号系の位相とは異なっている。その結果、加算器21で遅延信号系の妨害波と本信号系の妨害波とがベクトルの合成されると、合成された妨害波は、そのレベルが元のレベルより小さくなる。従って、合成された希望波と合成された妨害波とをベクトルの合成して得た合成波が受ける位相変動 ϕ は、入力段階（本信号系）における位相変動 ϕ より、充分小さくなる。

【0042】妨害波が希望波と同一周波数である場合、 $\Delta w = 0$ であるから、 $\Delta w n \tau c = 0$ となり、雑音特性は改善されないが、離調周波数 Δw が $\pi / n \tau c$ 近傍の値である場合、妨害信号は、本信号系に対して逆相となるので、加算器21で加算することで相殺される。この相殺される周波数が抽出する周波数帯域の限界周波数になるようにくし型フィルタの特性を設定するのが好ましい。

【0043】関連時間後も本信号系と遅延信号系の両方に妨害信号が同時に存在することは稀であり、通常は、例えばイグニッションノイズのようにランダムな妨害信号は、遅延回路22の遅延時間後においても、まだ存在することはほとんど無い。従って、加算器21で時系列的にノイズを加算すると、ノイズの数は倍となるが、そのレベルは変化しない。これに対して、上述したように、希望波は、そのレベルが2倍となるので、希望波の妨害波に対する比がFM所要帯域幅全般に渡って6dBだけ改善されたことになり、FM復調ノイズは、大幅に低減される。

【0044】また、希望波が瞬時的に欠落（ドロップアウト）したとしても、希望波は、相関的に補間されるので、欠落による影響を軽減することができる。

【0045】遅延回路22の遅延時間は、FM信号の基本周期の整数倍に設定する必要がある。従って、例えばFM信号の所定の周波数帯域を抽出するためのバンドパスフィルタの群遅延が一定（定遅延特性）であるとする、減衰極の周波数が一意的に決定されるため、復調時に要求される所要帯域幅に合わない場合が発生する。

【0046】例えば遅延回路22として、図5（C）の曲線aに示す線形な特性の可変遅延回路32だけを設けると、くし型フィルタの通過帯域幅は、図5（A）に示すように、その減衰極が等間隔に発生することになる。その結果、必要な通過帯域幅に較べて、必要以上に広い帯域幅となってしまう、ノイズによる影響を受け易くなる。

【0047】これに対して、遅延回路22に、図5（C）の曲線bで示すような、非線形な遅延特性（単峰遅延特性）、または所定の帯域においてのみ定遅延特性を有する固定遅延回路31を付加することで、くし型フィルタの通過帯域を、図5（B）に示すように、その減衰極が等間隔に発生せず、希望する通過帯域幅に丁度合った幅に設定することが可能となる。これにより、通過

帯域幅が必要以上に広がってしまうことが防止され、ノイズに対する特性を改善することができる。

【0048】ところで、FM信号の受信復調時に、変調信号の周波数偏移などの帯域幅に応じて、入力信号から、復調するのに必要な帯域の信号を抽出するフィルタの通過帯域を切り替えるようにする場合がある。例えば、図6（A）に示すように、より狭い通過帯域を有する狭帯域フィルタ51と、より広い通過帯域を有する広帯域フィルタ52とを並列に設け、スイッチ53で一方のフィルタ出力を選択するようにする構成が知られている。

【0049】このような構成を実現する場合、本発明においては、図6（B）または図6（C）に示すように、各フィルタが配置される。

【0050】すなわち、図6（B）に示す構成においては、FM信号が狭帯域フィルタ51に入力され、所定の帯域の成分が抽出される。そして、その出力が加算器62に供給されるとともに、広帯域フィルタ52にも供給される。広帯域フィルタは、入力された信号から、所定の帯域を抽出し、可変遅延回路61を介して、加算器62に供給する。加算器62は、狭帯域フィルタ51の出力と可変遅延回路61の出力を加算し、出力する。

【0051】すなわち、この構成例においては、加算器62が、図3における加算器21に対応しており、広帯域フィルタ52が、図3における固定遅延回路31に対応しており、可変遅延回路61が、図3における可変遅延回路32に対応している。広帯域フィルタ52と可変遅延回路61の遅延時間の合計は、通過帯域の中心の周波数 f_c において、 $n \tau c$ となるように設定される。これにより、図3に示した構成と同様に、加算器62からS/Nの良好なFM信号を得ることができる。

【0052】また、図6（C）に示す構成例においては、FM信号が狭帯域フィルタ51と広帯域フィルタ52の両方に入力される。狭帯域フィルタ51の出力は、加算器62に入力される。また、広帯域フィルタ52の出力は、可変遅延回路61を介して、加算器62に入力される。この構成の場合、広帯域フィルタ52と可変遅延回路61の合計の遅延時間と、狭帯域フィルタ51の遅延時間の差が、通過帯域の中心周波数 f_c において、 $n \tau c$ となるように設定される。これにより、図6（B）に示す場合と同様の効果を実現することができる。

【0053】図6（B）または図6（C）に示す構成は、変周比（＝周波数偏移／キャリア周波数）が大きい場合には適用することが困難であるが、周波数偏移が小さい場合には、このような構成を採用することができる。このようにすると、帯域フィルタを遅延回路の一部として利用することができるので、構成を簡略化し、低コスト化することが可能となる。

【0054】図7は、以上の原理に従って、伝送路を介

して伝送されてきた（例えば、ビデオカセットテープ20から再生された）FM信号を受信し、これを復調する場合のFM復調装置の具体的な構成例を表している。この構成例においては、FM信号がバンドパスフィルタ（BPF）71に入力され、所定の周波数帯域の成分が分離された後、加算器21と遅延回路22に入力される。遅延回路22は、図3における場合と同様に、固定遅延回路31と可変遅延回路32で構成されている。そして、可変遅延回路32の出力が加算器21に供給され、バンドパスフィルタ71からの信号と加算される。

【0055】加算器21の出力は、PLL検波回路72に入力され、FM検波される。そして、PLL検波回路72の出力は、ディエンファシス回路74に入力され、ディエンファシス処理された後、図示せぬ回路に出力される。また、PLL検波回路72の出力する復調信号は、可変利得回路73に入力され、その振幅（レベル）が所定の値に制限された後、可変遅延回路32に入力され、可変遅延回路32の遅延時間を制御する。

【0056】すなわち、この図7に示す構成例のくし型フィルタの通過帯域特性は、可変利得回路73で、その振幅を制限しない場合には、図8（A）において、太い破線で示すような広い通過帯域の特性となっている。これに対して、可変利得回路73で復調信号の振幅を制限するようにした場合には、その通過帯域特性は、図8（B）に示すように、図8（A）に示す場合より狭くなる。

【0057】そこで、加算器21の出力するFM信号のレベル（キャリアのレベル）をRF検出回路75で検出し、その検出結果に対応して、可変利得回路73の振幅制限値を制御するようにすることで、帯域通過特性を自動的に制御することができる。雑音は、所要帯域幅において一定であるが、信号は、中心周波数 f_c 付近において、最大の相関を有するものとなる。そこで、RF検出回路75が検出するFM信号の（RF信号の）レベルが小さくなった場合には、可変利得回路73を制御して、その振幅値を小さい値に設定させるように制御すれば、図8（B）に示すような通過帯域特性が実現されるので、結果的にS/Nを重視したFM復調処理を行うことができる。

【0058】次に、以上の各回路の具体的な特性例について説明する。図9は、図3の固定遅延回路31の遅延特性を表している。同図に示すように、遅延特性は、図5（C）の曲線bに対応して、中心周波数 f_c （＝1.5MHz）においてピークを呈し、それより低い周波数、およびそれより高い周波数において、遅延時間が少なくなるノンリニア特性となっている。遅延回路31のゲインは、ほぼ一定とされている。

【0059】図10は、固定遅延回路31の位相特性を表している。同図に示すように、中心周波数 $f_c \pm 10$ kHzにおいて、位相が大きく変化する特性となつて

いる。

【0060】図11は、図3の加算器21の出力の特性（すなわち、くし型フィルタの出力特性）を表している。ゲインと位相が、それぞれ中心周波数 $f_c \pm 100$ kHz付近において、減衰極を構成していることがわかる。

【0061】図12は、図6（B）の広帯域フィルタ52のゲインと位相の特性を表している。また、図13は、図6（B）の加算器62の出力のゲインと位相の特性を表している。

【0062】図14は、図3の固定遅延回路31の群遅延時間を変更した場合の特性を表している。同図に示すように、群遅延の遅延時間を短くすると、通過帯域が広くなり、長くすると、通過帯域が狭くなる。

【0063】図15は、固定遅延回路31の中心周波数 f_c をシフトした場合の減衰極のシフトの様子を表している。

【0064】図16は、図3の加算器21に対して、可変遅延回路32の出力を供給した場合（オンした場合）と、供給しない場合（オフした場合）の加算器21の出力特性を表している。オンした場合、中心周波数から離れた帯域に減衰極が形成されていることがわかる。

【0065】図17は、図7のPLL検波回路72の出力の特性を表している。この場合においても、加算器21に可変遅延回路32の出力を供給した場合（オンした場合）、供給しない場合（オフした場合）に較べて、広域の周波数帯域におけるノイズが抑制されていることがわかる。

【0066】図18は、FM信号にイグニッションノイズを付加した場合における図7のPLL検波回路72の出力の特性を表している。この場合においても、可変遅延回路32をオフした場合より、オンした場合の方が、ノイズを抑制することができることがわかる。

【0067】図19と図20は、イグニッションノイズを付加したFM信号をPLL検波回路72で復調して得られたFM復調信号の波形を観測した状態を表している。図19は、可変遅延回路32をオフした場合であり、図20は、オンした場合を表している。図20に示す場合、図19に示す場合に較べて、パルス状のノイズが抑制されていることがわかる。

【0068】図21は、図3の加算器21の出力特性を示す。曲線bは、加算器21に入力される本線系の信号を表しており、曲線aは、可変遅延回路32をオンした場合の加算器21の出力特性を表している。曲線aは、曲線bに対して、6 dBだけ出力が増加していることがわかる。曲線cは、可変遅延回路32を停止状態とした（復調信号をオフとした）場合を表している。この場合、通過帯域幅が狭くなっていることがわかる。この場合、FM信号は、振幅変動分をもち、復調信号は、瞬時的に歪みを伴うが、信号が雑音に埋もれるような弱電界

的环境下では、雑音を抑制することができる。

【0069】以上の実施の形態においては、ビデオカセットテープ20が再生したFM信号を復調する場合を例としたが、この他、チューナなどで受信したFM信号を復調する場合にも、本発明は適用することが可能である。

【0070】

【発明の効果】以上の如く、請求項1に記載のFM復調装置および請求項5に記載のFM復調方法によれば、復調信号のレベルを制限し、制限したレベルに対応して遅延時間を制御するようにしたので、通過帯域幅を任意に変更しつつ、S/Nの良好なFM復調処理を行うことが可能となる。

【0071】請求項6に記載のFM復調装置および請求項7に記載のFM復調方法によれば、FM信号を、定遅延特性で遅延するとともに、単峰遅延特性でも遅延するようにしたので、所望の帯域のFM信号を抽出し、復調することができる。

【0072】請求項8に記載のFM復調装置および請求項9に記載のFM復調方法によれば、FM信号から所定の帯域を抽出するのに必要な時間を、所定の遅延時間を得るための処理としても利用するようにしたので、構成を簡略化し、低コスト化することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】8mm方式の記録信号のスペクトラムを説明する図である。

【図2】本発明のFM復調装置を構成するくし型フィルタの原理的構成を示すブロック図である。

【図3】本発明のFM復調装置を構成するくし型フィルタの構成例を示すブロック図である。

【図4】妨害波の影響を軽減する動作を説明する図である。

【図5】図3のくし型フィルタの特性を説明する図である。

【図6】本発明のくし型フィルタの他の構成例を示すブロック図である。

【図7】本発明のFM復調装置の構成例を示すブロック

図である。

【図8】図7の実施の形態の通過帯域特性を示す図である。

【図9】固定遅延回路31の遅延特性を示す図である。

【図10】固定遅延回路31の位相特性を示す図である。

【図11】図3の加算器21の出力特性を示す図である。

【図12】図6(B)の広帯域フィルタ52のゲインと位相特性を示す図である。

【図13】図6(B)の加算器62の出力特性を示す図である。

【図14】図3の固定遅延回路31の群遅延特性を示す図である。

【図15】図3の加算器21の出力特性を示す図である。

【図16】図3の加算器21の出力特性を示す図である。

【図17】図7のPLL検波回路72の出力特性を示す図である。

【図18】図7のPLL検波回路72の出力特性を示す図である。

【図19】図7のPLL検波回路72の出力する信号の波形を示す図である。

【図20】図7のPLL検波回路72の出力する信号の波形を示す図である。

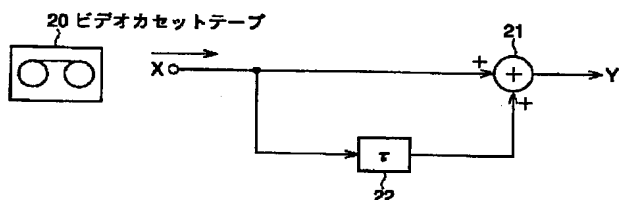
【図21】図3の加算器21の出力特性を示す図である。

【図22】希望波に対する妨害波の妨害を説明する図である。

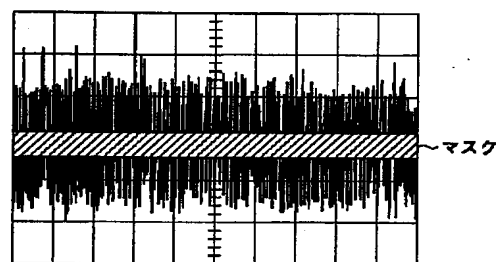
【符号の説明】

21 加算器, 22 遅延回路, 31 固定遅延回路, 32 可変遅延回路, 51 狭帯域フィルタ, 52 広帯域フィルタ, 61 可変遅延回路, 62 加算器, 71 バンドパスフィルタ, 72 PLL検波回路, 73 可変利得回路, 74 ディエンファシス回路, 75 RF検出回路

【図2】

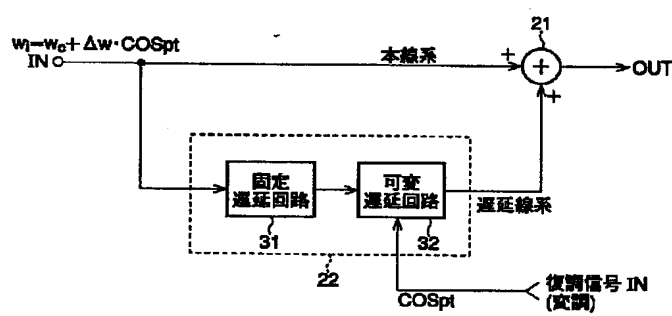
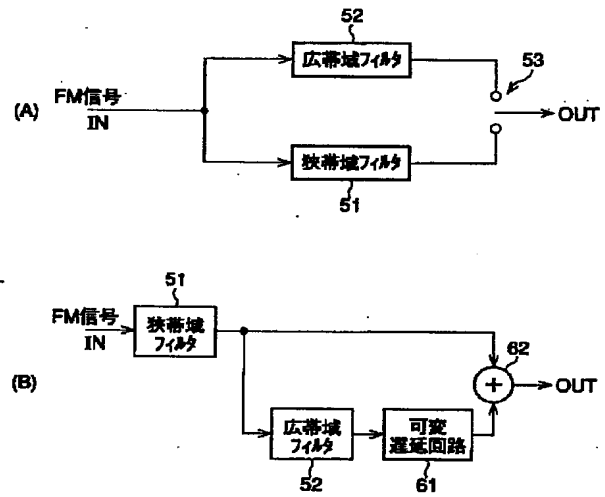


【図19】

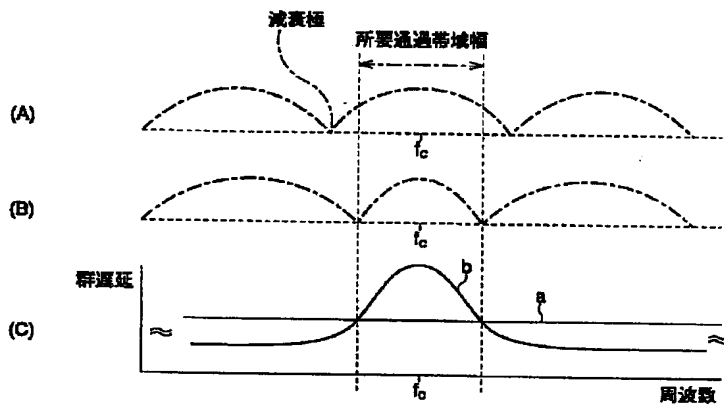


復調信号波形(OFF)

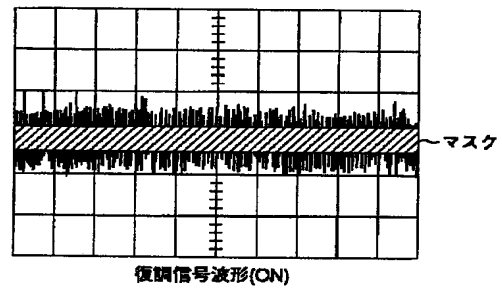
【図 6】



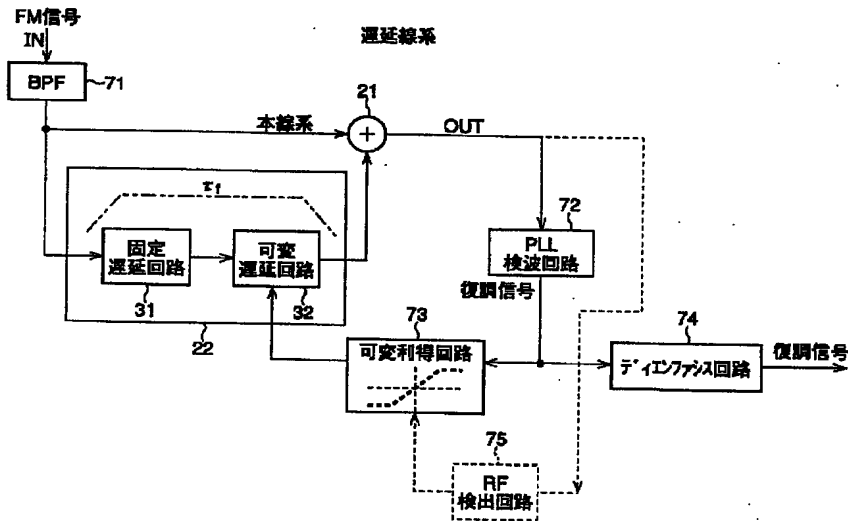
【図5】



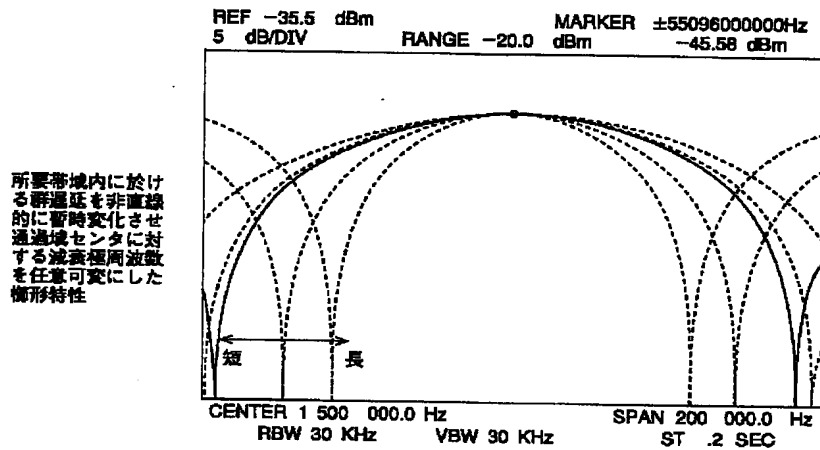
【図20】



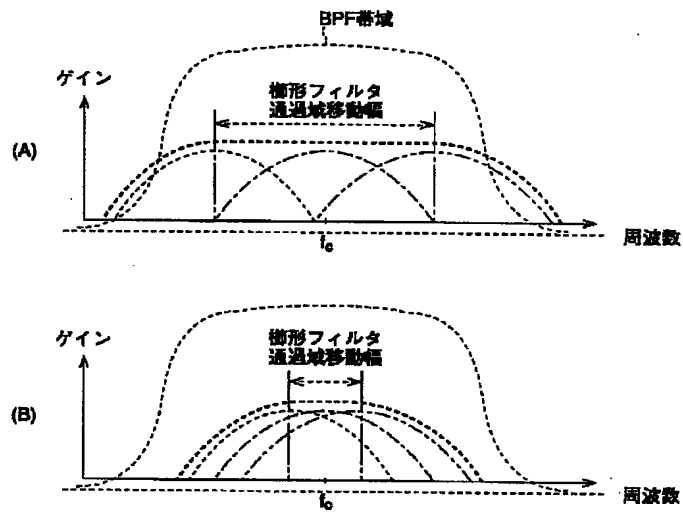
【図7】



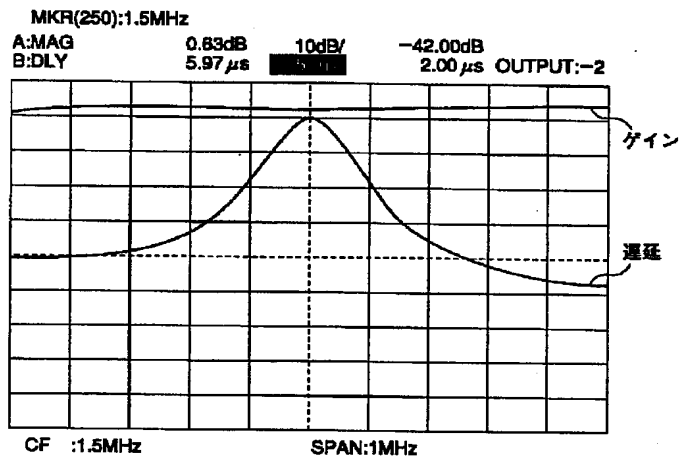
【図14】



【図8】

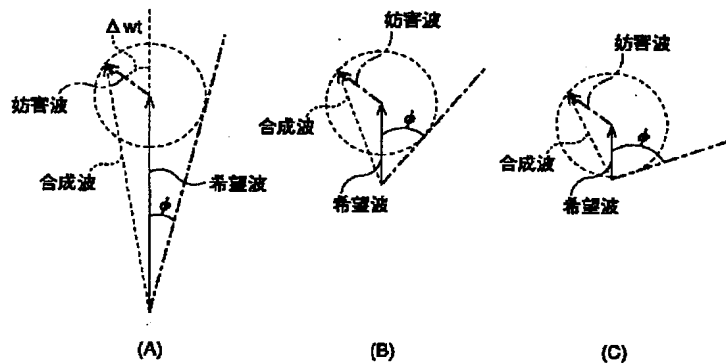


【図9】

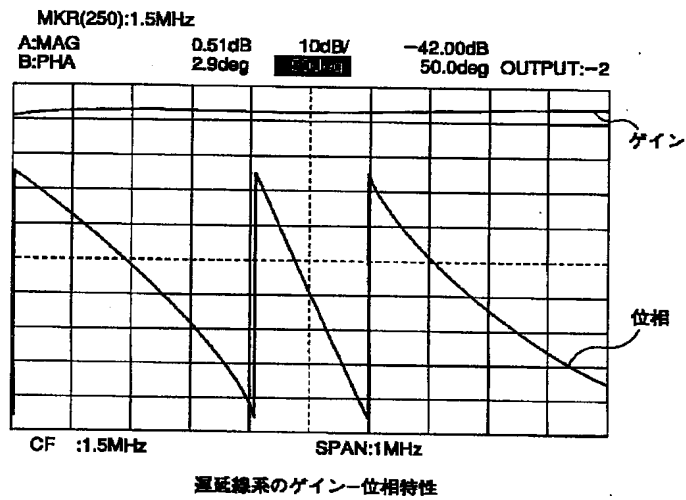


所要帯域内に於て非直線的な群遅延を有する場合の特性

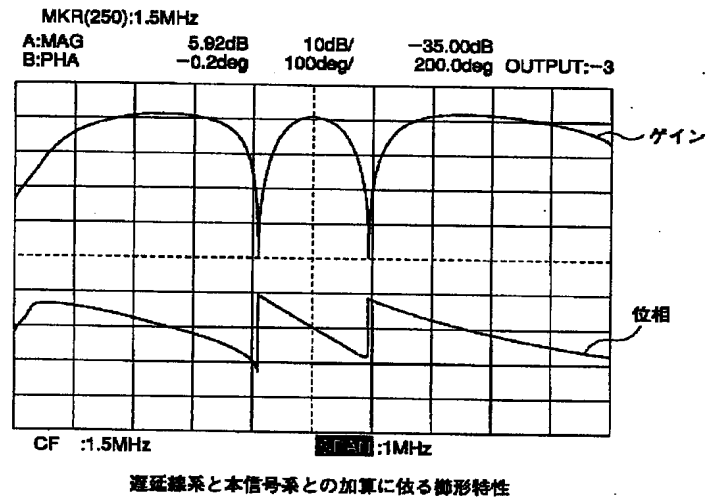
【図22】



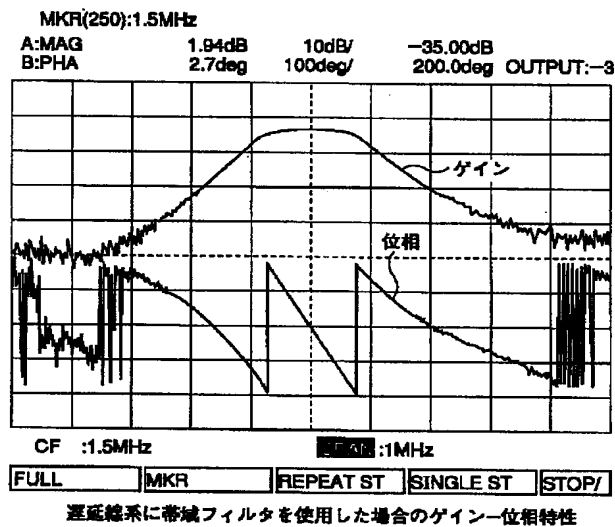
【図10】



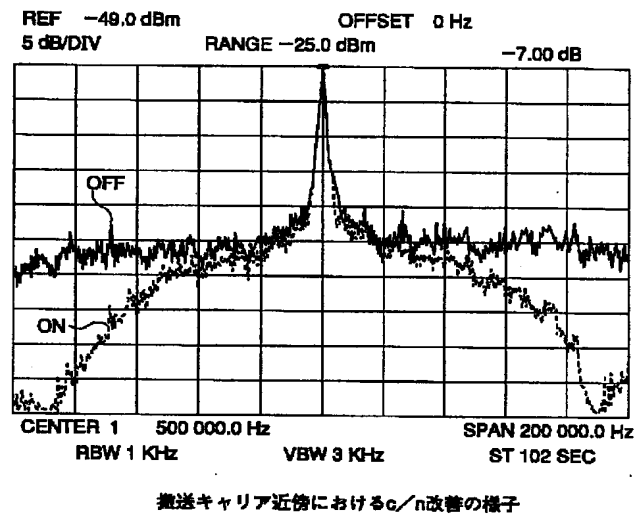
【図11】



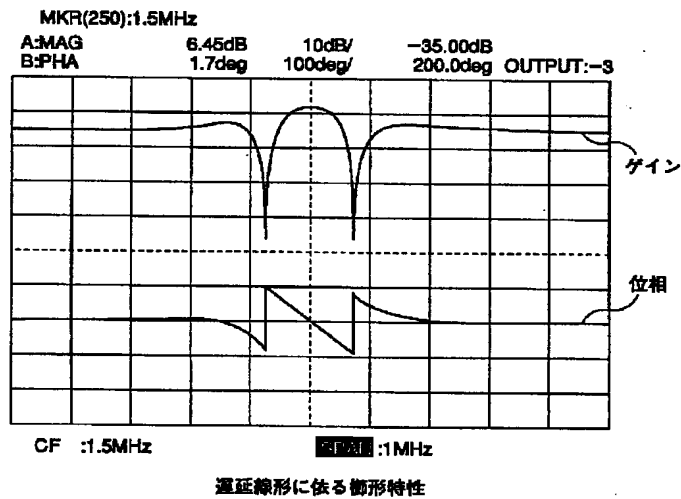
【図12】



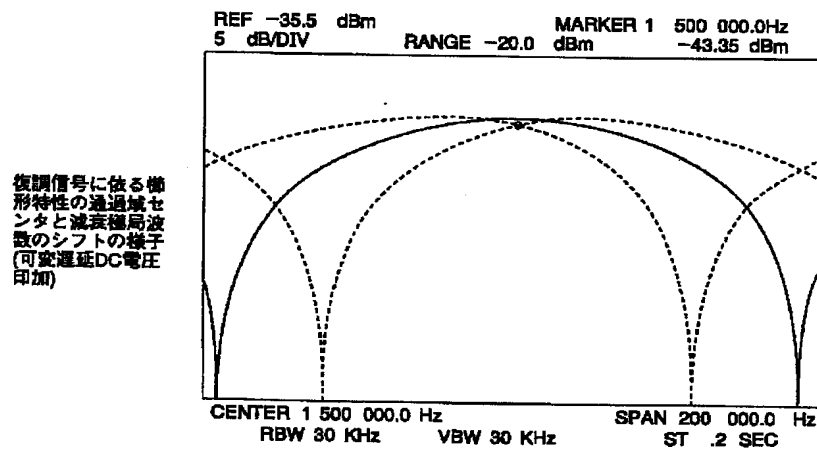
【図16】



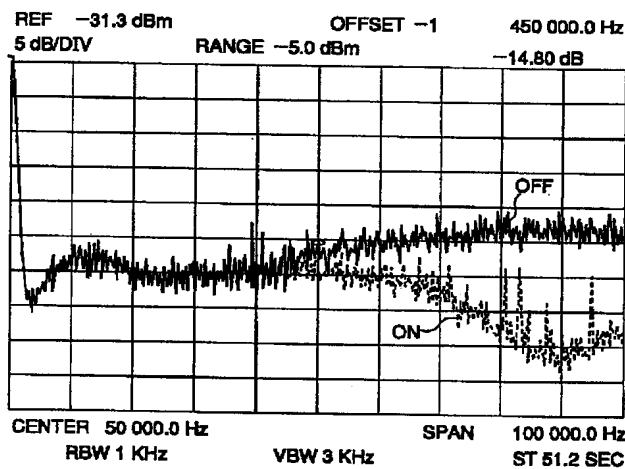
【図13】



【図15】

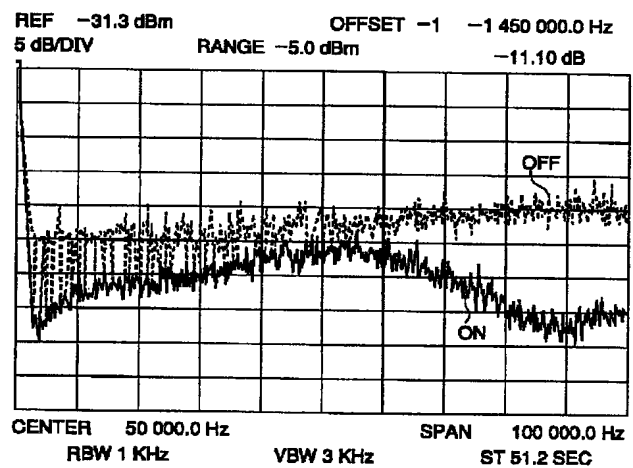


【図17】



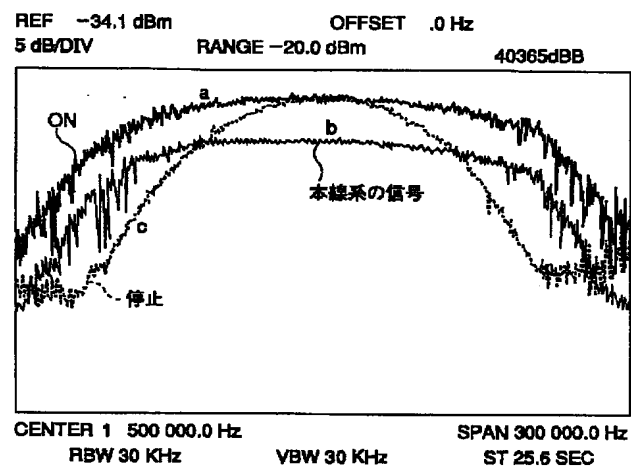
FM信号(無変調)を復調した時のs/nの差

【図18】



復調符号スペクトル

【図21】



可変遅延帯形フィルタの様子